

# DC-DC CONVERTER

**Patent number:** JP6311743  
**Publication date:** 1994-11-04  
**Inventor:** USUI HIROSHI  
**Applicant:** SANKEN ELECTRIC CO LTD  
**Classification:**  
- international: H02M3/28; H02M3/335  
- european:  
**Application number:** JP19930097564 19930423  
**Priority number(s):**

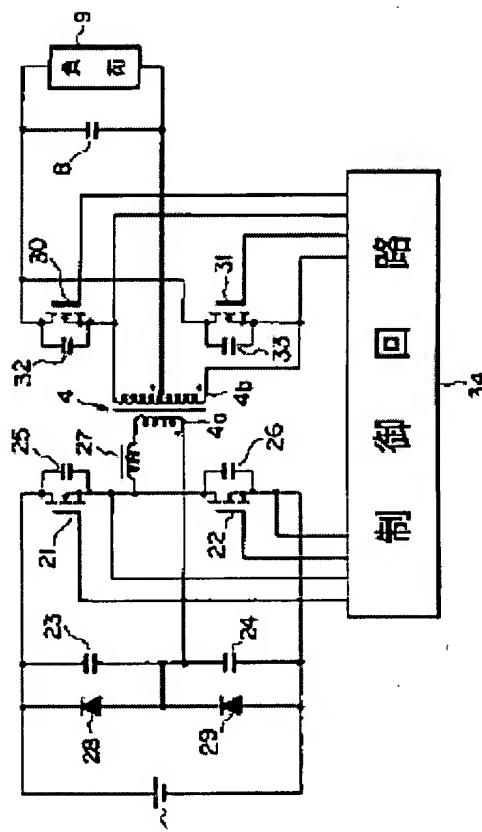
Report a data error here

BEST AVAILABLE COPY

## Abstract of JP6311743

**PURPOSE:** To make it possible to convert input to output and reversely convert output to input, by using a control circuit for turning on and off a pair of first and third switching elements and a pair of second and fourth switching elements alternately and converting a voltage into a different level from a DC power supply.

**CONSTITUTION:** A control circuit 34 is used for turning on and off a pair of MOSFETs 21 and 30 and a pair of MOSFETs 22 and 31 alternately with a given interruption in between. Then, the MOSFETs 21, 22, 30 and 21 have each sine-wave drain current, and each rise and fall waveform of a voltage between drain and source becomes a part of sine wave. In this way, a harmonic factor is reduced and switching noises are lowered. An overlapped current waveform with a voltage waveform is also reduced so that zero-current and zero-voltage switching is realized with a small loss in switching. Moreover, since a converted DC voltage is different from a DC power supply, input/output two-way conversion can be carried out in operation.



Data supplied from the *esp@cenet* database - Patent Abstracts of Japan

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-311743

(43) 公開日 平成6年(1994)11月4日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 2 M 3/28

3/335

識別記号

庁内整理番号

Q 8726-5H

F 8726-5H

E 8726-5H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平5-97564

(22) 出願日 平成5年(1993)4月23日

(71) 出願人 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

(72) 発明者 白井 浩

埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内

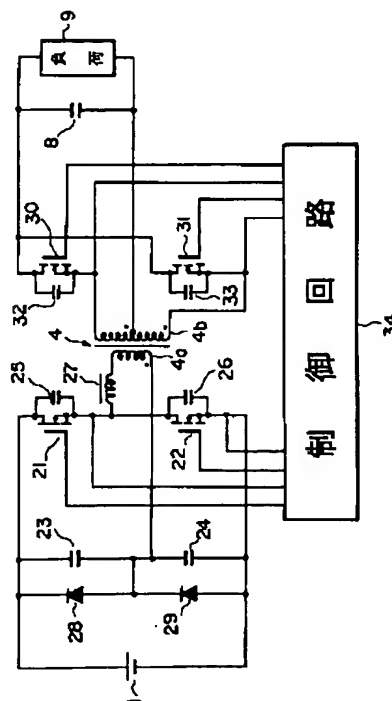
(74) 代理人 弁理士 清水 敬一 (外1名)

(54) 【発明の名称】 DC-DCコンバータ

(57) 【要約】

【目的】 DC-DCコンバータのスイッチングノイズやスイッチング損失を低減しつつ双方向動作を可能にする。

【構成】 直流電源1の両端に第1及び第2のMOS-FET 21、22の直列回路を接続し、MOS-FET 21、22の直列回路と並列に第1及び第2の分圧用コンデンサ23、24の直列回路を接続し、MOS-FET 21、22の接続点と分圧用コンデンサ23、24の接続点との間にトランス4の1次巻線4aとリアクトル27との直列回路を接続し、トランス4の2次巻線4bの両端に第3及び第4のMOS-FET 30、31の直列回路を接続し、MOS-FET 30、31の接続点と2次巻線4bの中間点との間に負荷9を接続し、負荷9と並列に平滑コンデンサ8を接続し、制御回路34によりMOS-FET 21、30とMOS-FET 22、31とを交互にオン・オフ動作させて直流電源1とは異なるレベルの直流電圧に変換する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源又は負荷の両端に第1及び第2のスイッチング素子の直列回路を接続し、該直列回路と並列に第1及び第2の分圧用コンデンサの直列回路を接続し、前記第1及び第2のスイッチング素子の接続点と前記第1及び第2の分圧用コンデンサの接続点との間にトランスの1次巻線と共振用リアクトルとの直列回路を接続し、前記トランスの2次巻線の両端に第3及び第4のスイッチング素子の直列回路を接続し、前記第3及び第4のスイッチング素子の接続点と前記2次巻線の間点との間に負荷又は直流電源を接続し、前記負荷又は前記直流電源と並列に平滑コンデンサを接続し、前記第1～第4のスイッチング素子の制御端子の各々に制御信号を付与する制御回路を設け、前記制御回路により前記第1及び第3のスイッチング素子と前記第2及び第4のスイッチング素子とを交互にオン・オフ動作させて前記直流電源の電圧とは異なるレベルの直流電圧に変換することを特徴とするDC-DCコンバータ。

【請求項2】 前記第1及び第2のスイッチング素子と並列に第1及び第2の共振用コンデンサを各々接続した「請求項1」に記載のDC-DCコンバータ。

【請求項3】 前記第3及び第4のスイッチング素子と並列に第3及び第4の共振用コンデンサを各々接続した「請求項1」または「請求項2」に記載のDC-DCコンバータ。

【請求項4】 前記第1及び第2の分圧用コンデンサと並列に第1及び第2の整流素子を各々接続した「請求項1」～「請求項3」のいずれかに記載のDC-DCコンバータ。

【請求項5】 前記共振用リアクトルを前記トランスで兼ねる構成とした「請求項1」～「請求項4」のいずれかに記載のDC-DCコンバータ。

## 【0001】

## 【発明の詳細な説明】

【産業上の利用分野】 本発明はDC-DCコンバータ、特にスイッチングノイズやスイッチング損失を低減できかつ双方向動作が可能なDC-DCコンバータに関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 電子機器等の電源回路において、直流電源の電圧とは異なる直流電圧を要求される場合がある。この場合には一般にDC-DCコンバータが使用される。図6に示す従来のDC-DCコンバータは、トランス4の1次巻線の両端に主スイッチング素子3とダイオード2とを直列に接続し、トランス4の1次巻線の間点と主スイッチング素子3及びダイオード2の接続点との間に直流電源1を接続し、トランス4の2次巻線に整流用ダイオード5、6からなる整流回路と平滑リアクトル7及び平滑コンデンサ8からなる平滑回路とを介して負荷9を接続したものである。前記のDC-DCコンバ

ータは所謂フォワード方式コンバータであり、主スイッチング素子3を矩形波でオン・オフ動作させて直流電源1の直流電圧を矩形波交流電圧に変換し、トランス4により昇圧又は降圧させた後、整流用ダイオード5、6からなる整流回路により矩形波交流電圧を脈流電圧に変換し、平滑リアクトル7及び平滑コンデンサ8からなる平滑回路により脈流電圧のリプル成分を除去して昇圧又は降圧された直流電圧を負荷9に供給する。前記のDC-DCコンバータの適用例として、従来の無停電電源装置を図8に示す。図8の無停電電源装置は、通常時において商用電源10の交流を整流回路11及び平滑回路12により整流平滑し、DC-DCコンバータ13により負荷9に必要な直流電圧を供給すると共に、切替スイッチ14、15をa、a'側に接続して充電用DC-DCコンバータ16を動作させ、常時バッテリー17を満充電の状態に保持する。また、商用電源10の停電時において切替スイッチ14、15をb、b'側に切り替えて放電用DC-DCコンバータ18を動作させ、バッテリー17の直流電力を平滑回路12に送出し、DC-DCコンバータ13により負荷9に必要な直流電圧を供給し続ける。また、図8の無停電電源装置で使用されるDC-DCコンバータ13、16、18としては、図6に示すフォワード型のDC-DCコンバータの代わりに図7に示すようなフライバック型のDC-DCコンバータが使用されることもある。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、図6及び図7のDC-DCコンバータでは、主スイッチング素子3を矩形波でオン・オフ動作させるので、スイッチングノイズが多く、また、主スイッチング素子3の電流波形と電圧波形の重なりも多いので、スイッチング損失が増大する欠点があった。特に図7のフライバック型DC-DCコンバータにおいては、主スイッチング素子3のスイッチング電流が三角波状のため、図6のフォワード型DC-DCコンバータよりスイッチング損失が大きい。また、図6及び図7のDC-DCコンバータは、入力側と出力側が整流用ダイオード5、6により一義的に定められるので、出力側から入力側への逆方向動作は不可能である。このため、図6及び図7のDC-DCコンバータを例えば図8に示す無停電電源装置に使用する場合、バッテリー17の充電及び放電用にそれぞれ充電用及び放電用DC-DCコンバータ16、18を必要とした。また、これらの動作を切り替えるために切替スイッチ14、15も必要とした。それ故、無停電電源装置の装置構成が複雑になり、保守及び点検等が煩雑になる欠点があった。

【0004】 そこで、本発明はスイッチングノイズやスイッチング損失を低減できかつ双方向動作が可能なDC-DCコンバータを提供することを目的とする。

## 【0005】

3

4

【課題を解決するための手段】本発明によるDC-DCコンバータは、直流電源又は負荷の両端に第1及び第2のスイッチング素子の直列回路を接続し、該直列回路と並列に第1及び第2の分圧用コンデンサの直列回路を接続し、前記第1及び第2のスイッチング素子の接続点と前記第1及び第2の分圧用コンデンサの接続点との間にトランスの1次巻線と共振用リアクトルとの直列回路を接続し、前記トランスの2次巻線の両端に第3及び第4のスイッチング素子の直列回路を接続し、前記第3及び第4のスイッチング素子の接続点と前記2次巻線の中間点との間に負荷又は直流電源を接続し、前記負荷又は前記直流電源と並列に平滑コンデンサを接続し、前記第1～第4のスイッチング素子の制御端子の各々に制御信号を付与する制御回路を設け、前記制御回路により前記第1及び第3のスイッチング素子と前記第2及び第4のスイッチング素子とを交互にオン・オフ動作させて前記直流電源の電圧とは異なるレベルの直流電圧に変換する。本発明の実施例では、前記第1及び第2のスイッチング素子と並列に第1及び第2の共振用コンデンサを各々接続し、前記第3及び第4のスイッチング素子と並列に第3及び第4の共振用コンデンサを各々接続し、前記第1及び第2の分圧用コンデンサと並列に第1及び第2の整流素子を各々接続している。また、前記共振用リアクトルを前記トランスで兼ねる構成としてもよい。

【0006】

【作用】各スイッチング素子がオン状態のときに各スイッチング素子に流れるスイッチング電流波形は、各分圧用コンデンサと共振用リアクトルの直列共振により、正弦波状となる。また、各スイッチング素子がオフ状態のときに各スイッチング素子に加わるスイッチング電圧波形は、各共振用コンデンサとトランスの各巻線の直列共振により、立上り及び立下りが正弦波の一部となる。そのため、スイッチングノイズを低減することができる。また、各スイッチング素子の電流波形と電圧波形の重なりが少ないから、スイッチング損失を低減することができる。また、制御回路により第1及び第3のスイッチング素子と第2及び第4のスイッチング素子とを交互にオン・オフ動作させて直流電源の電圧とは異なるレベルの直流電圧に変換するので、逆に出力（負荷）側から入力（直流電源）側へ直流電圧を変換する逆方向動作も可能であり、双方向動作が可能となる。

【0007】

【実施例】以下、本発明によるDC-DCコンバータの実施例を図1～図5に基づいて説明する。但し、図1及び図3～図5では図6～図8に示す箇所と実質的に同一の部分には同一の符号を付し、その説明を省略する。本実施例のDC-DCコンバータは、図1に示すように、直流電源1の両端に第1及び第2のスイッチング素子としての第1及び第2のMOS-FET 21、22の直列回路が接続され、第1及び第2のMOS-FET 21、

22の直列回路と並列に第1及び第2の分圧用コンデンサ23、24の直列回路が接続され、第1及び第2のMOS-FET 21、22と並列に第1及び第2の共振用コンデンサ25、26が各々接続されている。各MOS-FET 21、22の接続点と各分圧用コンデンサ23、24の接続点との間には、トランス4の1次巻線4aと共振用リアクトル27との直列回路が接続されている。また、各分圧用コンデンサ23、24と並列に第1及び第2の整流素子としての第1及び第2のダイオード28、29が各々接続されている。第1及び第2のダイオード28、29は第1及び第2の分圧用コンデンサ23、24の逆充電を防止するためのものである。トランス4の2次巻線4bの両端には第3及び第4のスイッチング素子としての第3及び第4のMOS-FET 30、31の直列回路が接続され、各MOS-FET 30、31の接続点と2次巻線4bの中間タップとの間には負荷9が接続され、負荷9と並列に平滑コンデンサ8が接続されている。また、第3及び第4のMOS-FET 30、31と並列に第3及び第4の共振用コンデンサ32、33が各々接続されている。第1～第4のMOS-FET 21、22、30、31のゲート端子には、各MOS-FET 21、22、30、31のゲート端子に制御信号を付与する制御回路34が接続されている。各MOS-FET 21、22、30、31のゲート端子に制御信号を付与することにより、各MOS-FET 21、22、30、31をオン・オフ動作させることができる。このため、制御回路34により第1及び第3のMOS-FET 21、30と第2及び第4のMOS-FET 22、31とを交互にオン・オフ動作させて直流電源1の電圧とは異なるレベルの直流電圧に変換することができる。

【0008】上記の構成において、制御回路34から第1～第4のMOS-FET 21、22、30、31のゲート端子にそれぞれ図2(A)～(D)に示す制御信号電圧 $V_{gs1} \sim V_{gs4}$ をある休止期間を設けて印加して第1及び第3のMOS-FET 21、30と第2及び第4のMOS-FET 22、31とを交互にオン・オフ動作させる。第1及び第3のMOS-FET 21、30がオン状態で第2及び第4のMOS-FET 22、31がオフ状態のときは、直流電源1の電圧の半分の電圧で充電された第1の分圧用コンデンサ23からエネルギーが放出され、第1のMOS-FET 21、共振用リアクトル27、トランス4の1次巻線4aの経路で電流が流れる。このときの電流は、第1の分圧用コンデンサ23と共振用リアクトル27の直列共振により正弦波状となる。それと同時に、トランス4の励磁電流として上り勾配の三角波が僅かに重畳されるから、第1のMOS-FET 21のドレイン電流 $I_{ds1}$ の波形は図2(G)に示すような波形となる。また、トランス4の2次側には共振電流が第3のMOS-FET 30に流れるから、第3のMOS-

5

FET30のドレイン電流 $I_{DS3}$ の波形は図2(J)に示すように正弦波の半周期の波形となる。

【0009】第1及び第3のMOS-FET21、30がオフ状態になると、トランス4の1次及び2次巻線4a、4bに蓄積されたエネルギーが放出され、トランス4の1次側には第1のダイオード28、第1の共振用コンデンサ25、共振用リアクトル27、1次巻線4aの経路と、第2の分圧用コンデンサ24、第2の共振用コンデンサ26、共振用リアクトル27、1次巻線4aの経路で電流が流れ、1次巻線4aの両端に電圧が生ずる。また、トランス4の2次側にも電流が流れ、2次巻線4bの両端に電圧が生ずる。このとき、第1～第4の共振用コンデンサ25、26、32、33とトランス4の各巻線4a、4bにより直列共振が生ずるから、第1及び第3のMOS-FET21、30のドレイン-ソース間電圧 $V_{DS1}$ 、 $V_{DS3}$ と第2及び第4のMOS-FET22、31のドレイン-ソース間電圧 $V_{DS2}$ 、 $V_{DS4}$ の各々の波形は、図2(E)及び(F)に示すように電圧波形の立上り、立下り部分に正弦波の1/4周期が現われた波形となる。

【0010】第1及び第3のMOS-FET21、30のドレイン-ソース間電圧 $V_{DS1}$ 、 $V_{DS3}$ と第2及び第4のMOS-FET22、31のドレイン-ソース間電圧 $V_{DS2}$ 、 $V_{DS4}$ の各々の波高値は直流電源1の電圧に比例する。また、図2(G)、(H)、(J)、(K)の各々に示すように、第1～第4のMOS-FET21、22、30、31のドレイン電流 $I_{DS1} \sim I_{DS4}$ の各々の波高値は図2(I)に示す負荷9を流れる電流 $I_o$ に比例して変化する。

【0011】上記のように、本実施例では各MOS-FET21、22、30、31のドレイン電流 $I_{DS1} \sim I_{DS4}$ の各波形が正弦波状となり、各MOS-FET21、22、30、31のドレイン-ソース間電圧 $V_{DS1} \sim V_{DS4}$ の各波形の立上り及び立下りが正弦波の一部となる。したがって、ノイズの原因となる高調波成分が少なくなり、スイッチングノイズを低減することができる。また、各MOS-FET21、22、30、31の電流波形と電圧波形の重なりが少ないので、ゼロ電流及びゼロ電圧スイッチング(ZCS、ZVS)が達成され、スイッチング損失を低減することができる。また、第3及び第4のMOS-FET30、31は従来ではダイオードで構成されることが多かったが、MOS-FETは一般にダイオードよりも順方向電圧降下が小さくかつ消費電力が少ないので、変換効率を高めることが可能となる。更に、制御回路34により第1及び第3のMOS-FET21、30と第2及び第4のMOS-FET22、31とを交互にオン・オフ動作させて直流電源1の電圧とは異なるレベルの直流電圧に変換するので、例えば直流電源1及び負荷9の接続位置を入れ換えて、出力(負荷9)側から入力(直流電源1)側へ直流電圧を変

6

換する逆方向動作も可能となる。即ち、制御回路34から第1～第4のMOS-FET21、22、30、31のゲート端子にそれぞれ図2(A)～(D)に示す制御信号を付与している限り、入力側と出力側の電圧差により、図1の回路は単に電圧の高い側から電圧の低い側へ動作するだけである。図1の回路の出力電圧はトランス4の1次及び2次巻線4a、4bの巻数比で決定されることは云うまでもない。したがって、双方向動作が可能なDC-DCコンバータを得ることができる。

【0012】本発明のDC-DCコンバータは、例えば無停電電源装置に有効に利用できる。図3は本発明のDC-DCコンバータを使用した無停電電源装置を示す。図3の無停電電源装置は、図8に示す従来の無停電電源装置の充電用及び放電用DC-DCコンバータ16、18の代わりに、本発明のDC-DCコンバータ19を挿入したものである。即ち、本発明のDC-DCコンバータ19は双方向動作が可能であるから、通常時は商用電源10の交流を整流回路11及び平滑回路12により整流平滑し、DC-DCコンバータ13により負荷9に必要な直流電圧を供給すると共に、DC-DCコンバータ19からバッテリー17に直流電圧を供給してバッテリー17を満充電の状態に保持し、商用電源10の停電時はバッテリー17の直流電圧をDC-DCコンバータ19により平滑回路12に送出し、DC-DCコンバータ13により負荷9に必要な直流電圧を供給し続けることができる。そのため、従来必要としたバッテリー17の充放電用の2台のDC-DCコンバータ16、18を1台にすることができる。また、2台のDC-DCコンバータ16、18の動作を切り替えるための切替スイッチ14、15も不要となるから、無停電電源装置の装置構成を簡略化でき、保守及び点検等の省力化を図ることが可能となる。

【0013】次に、前記の実施例のDC-DCコンバータを自励発振型とした例を図4に示す。図4のDC-DCコンバータは、図1の回路において第1及び第2のMOS-FET21、22の各々のゲート端子とドレイン端子との間に第1及び第2の起動用抵抗35、36をそれぞれ接続し、第3及び第4のMOS-FET30、31の各々のゲート端子とドレイン端子との間に第3及び第4の起動用抵抗37、38をそれぞれ接続し、制御回路34を可飽和トランス39、コンデンサ40～43、ツェナダイオード44～51及び電流制限用抵抗52で構成したものである。

【0014】図4の回路において、直流電源1から直流電圧が供給されると、第1及び第2の起動用抵抗35、36の何れかに電流が流れて第1及び第2のMOS-FET21、22の何れかがオン状態になり、トランス4の1次巻線4aに電圧が発生する。この電圧は可飽和トランス39の巻線39aにも印加され、各巻線39b～39eに誘起電圧が発生する。第1のMOS-FET21が

オンした場合は、第1及び第3のMOS-FET 21、30の各ゲートソース間に正方向の電圧が発生して各MOS-FET 21、30が正帰還作用により同時にオン状態になり、第2及び第4のMOS-FET 22、31の各ゲートソース間に逆方向の電圧が発生して各MOS-FET 22、31が逆バイアスされ同時にオフ状態を保持する。また、第2のMOS-FET 22がオンした場合は、第2及び第4のMOS-FET 22、31が正帰還作用により同時にオン状態となり、第1及び第3のMOS-FET 21、30が逆バイアスされ同時にオフ状態を保持する。一定時間オン状態を保持すると可飽和トランス39の磁束が飽和して正帰還が消滅し、第1～第4のMOS-FET 21、22、30、31が全てオフ状態となる。このとき、トランス4の各巻線4a、4bに共振電圧が発生し、所定の時間経過後、トランス4の各巻線39a～39eの極性が反転して可飽和トランス39が飽和状態から開放され、各巻線39a～39eに逆方向電圧が発生する。これにより、全てのMOS-FETがオフ状態となる前に既にオフ状態であった2つのMOS-FETが正帰還作用により同時にオン状態となり、全てのMOS-FETがオフ状態となる前にオン状態であった2つのMOS-FETが逆バイアスされ同時にオフ状態を保持する。以降、上記動作の繰り返しにより、第1及び第3のMOS-FET 21と第2及び第4のMOS-FET 22、31とが交互にオン・オフ動作を繰り返す。なお、直流電源1を負荷9側に設け、負荷9を直流電源1側に設けた場合は、第3及び第4の起動用抵抗37、38により、第3及び第4のMOS-FET 30、31の何れかがオン状態になり、トランス4の2次巻線4bに電圧が発生すると共に1次巻線4aに電圧が誘起される。以降は上記と略同様な動作が繰り返され、第1及び第3のMOS-FET 21と第2及び第4のMOS-FET 22、31とが交互にオン・オフ動作を繰り返す。

【0015】上記のように、図4の実施例では第1～第4の起動用抵抗35～38により第1～第4のMOS-FET 21、22、30、31の何れかをオン状態にして起動させ、可飽和トランス39の飽和特性を利用して第1～第4のMOS-FET 21、22、30、31のオン・オフ動作を持続させるので、特別の補助回路（例えば起動回路、発振回路等）を必要とせず、トランス4の1次側又は2次側の何れからでも電圧源を有する側から自由に起動させることができる。また、図4の回路において、第3及び第4の起動用抵抗37、38を省略すれば、トランス4の1次側のみから起動させることができ、第1及び第2の起動用抵抗35、36を省略すれば、トランス4の2次側のみから起動させることができる。即ち、何れの側に起動用抵抗を付加するか否かで簡単に起動させる方向を限定することもできる。

【0016】図4の実施例のDC-DCコンバータは、

図1の実施例と同様に図3に示す無停電電源装置に有効に利用できる。例えば、図4において負荷9の代わりにバッテリー17（図3）を接続し、第3及び第4の起動用抵抗37、38を省略すれば、図4の回路を図3に示す無停電電源装置のDC-DCコンバータ19として使用した場合、バッテリー17側からでは起動せずに、商用電源10側からのみ起動させることができ、商用電源10が停電した場合にバッテリー17のエネルギーを負荷9（図3）に供給することができる。

【0017】本発明の実施態様は前記の実施例に限定されず種々の変更が可能である。例えば、上記の実施例では第1～第4のスイッチング素子としてMOS-FETを使用した例を示したが、接合型電界効果トランジスタ（J-FET）、バイポーラトランジスタ、SCR（逆阻止3端子サイリスタ）等の他のスイッチング素子を使用してもよい。また、上記の実施例の共振用リアクトル27をトランス4で兼ねる構成（例えば、トランス4の漏れインダクタンスを共振用リアクトル27として利用する）としてもよい。また、第1～第4の共振用コンデンサはMOS-FETの寄生容量を利用してもよい。また、第1及び第2のダイオード28、29と第3及び第4の共振用コンデンサ32、33は省略してもよい。更に、図5に示すように、図1の実施例の回路において直流電源1の一端と制御回路34との間に起動回路53を接続して他励式のDC-DCコンバータとしてもよい。

【0018】

【発明の効果】以上のように、本発明では各スイッチング素子の電流波形及び電圧波形の一部が正弦波状となるので、ノイズの原因となる高調波成分が少なくなり、スイッチングノイズを低減することができる。また、各スイッチング素子の電流波形と電圧波形の重なりが少ないので、ゼロ電流及びゼロ電圧スイッチング（ZCS、ZVS）が達成され、スイッチング損失を低減することができる。そのため、各スイッチング素子の発熱量を低減できるから、放熱用フィン等の寸法を小さくして装置の小形化を図ることが可能となる。更に、双方向動作が可能であるので、例えば無停電電源装置のバックアップ用バッテリーの充電用及び放電用DC-DCコンバータとして使用する場合、従来必要とした2台のDC-DCコンバータを1台にすることができる。したがって、2台のDC-DCコンバータの動作を切り替えるための切替スイッチや切換回路等も不要となるから、無停電電源装置の装置構成を簡略化して保守及び点検等の省力化を図ることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施例を示すDC-DCコンバータの電気回路図

【図2】 図1における各MOS-FETのゲートソース間及びドレインソース間の電圧と各MOS-FETに流れる電流と負荷電流を示す波形図

【図3】 本発明のDC-DCコンバータを無停電電源装置に適用した例を示すブロック図

【図4】 図1のDC-DCコンバータを自励発振型とした例を示す電気回路図

【図5】 図1のDC-DCコンバータを他励式とした例を示す電気回路図

【図6】 DC-DCコンバータの従来例を示す電気回路図

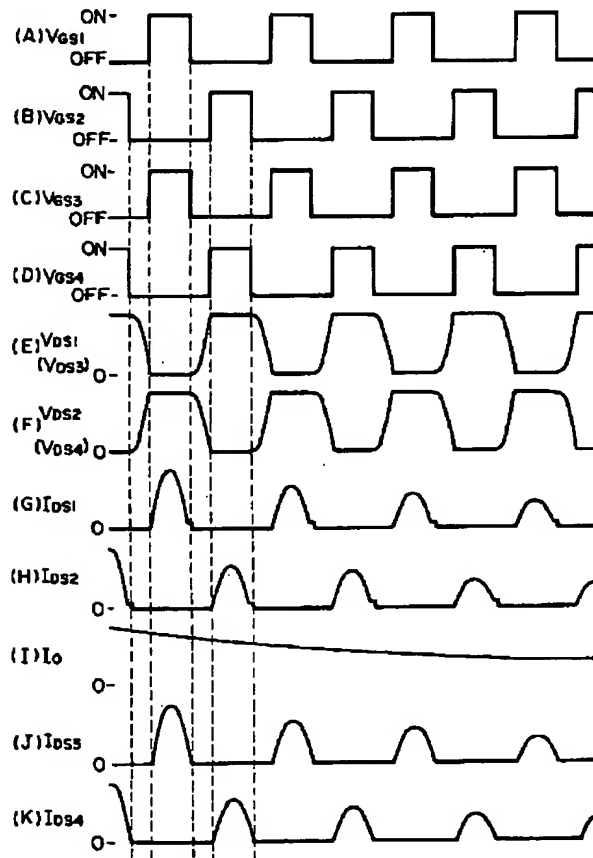
【図7】 DC-DCコンバータの他の従来例を示す電気回路図

【図8】 従来の無停電電源装置を示すブロック図

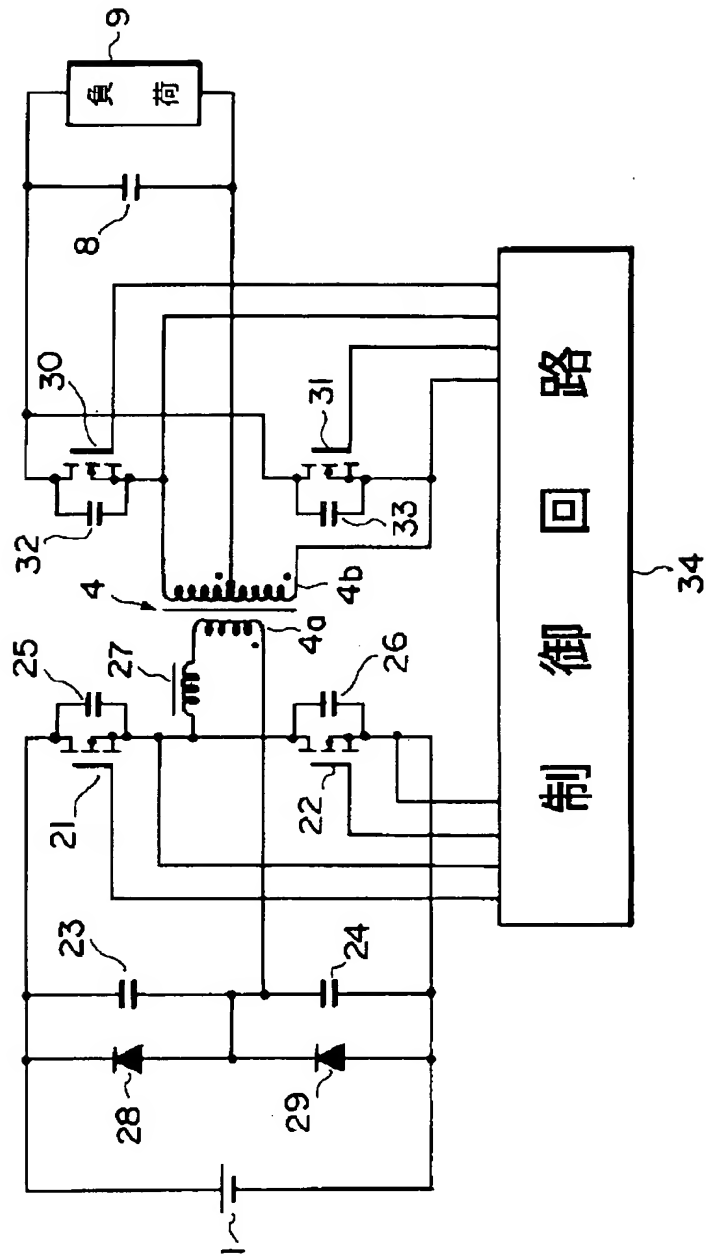
【符号の説明】

1... 直流電源、4... トランス、4a... 1次巻線、4b... 2次巻線、8... 平滑コンデンサ、9... 負荷、21、22、30、31... 第1～第4のMOS-FET（第1～第4のスイッチング素子）、23、24... 第1及び第2の分圧用コンデンサ、25、26、32、33... 第1～第4の共振用コンデンサ、27... リアクトル、28、29... 第1及び第2のダイオード（第1及び第2の整流素子）、34... 制御回路、35～38... 第1～第4の起動用抵抗、39... 可飽和トランス、40～43... コンデンサ、44～51... ツェナダイオード、52... 電流制限用抵抗、53... 起動回路

【図2】

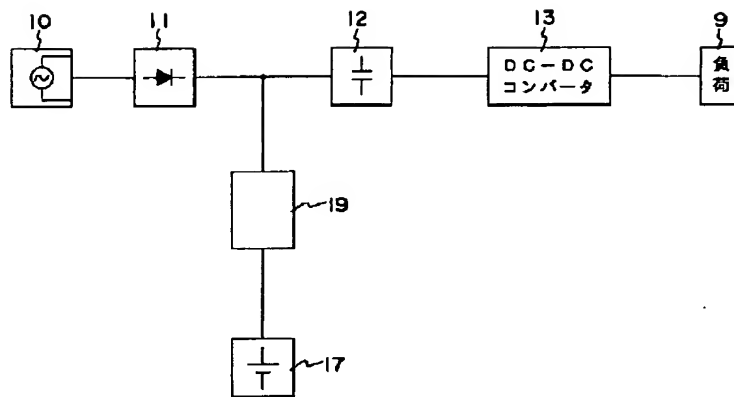


【図1】

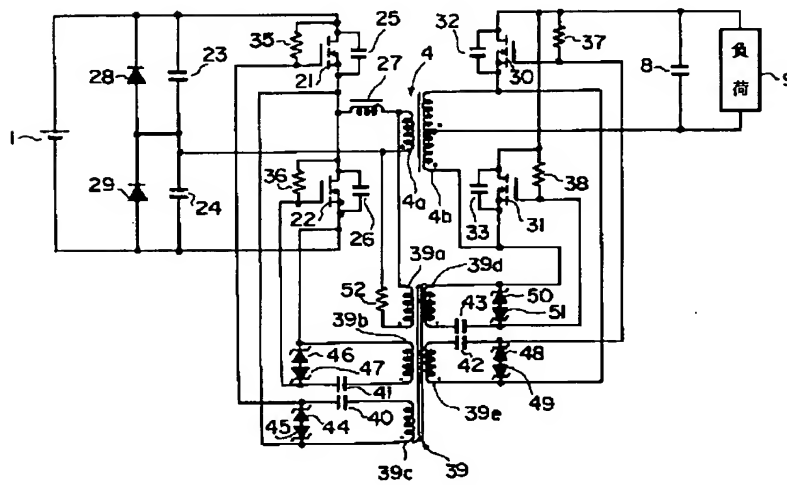




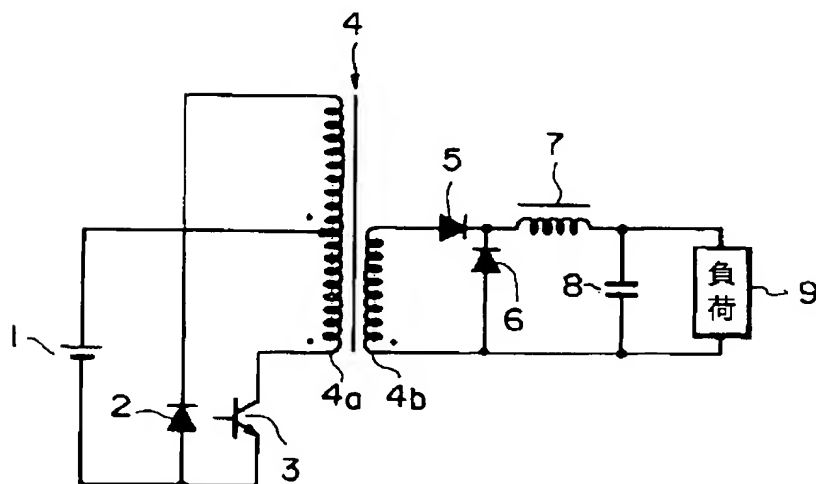
【図3】



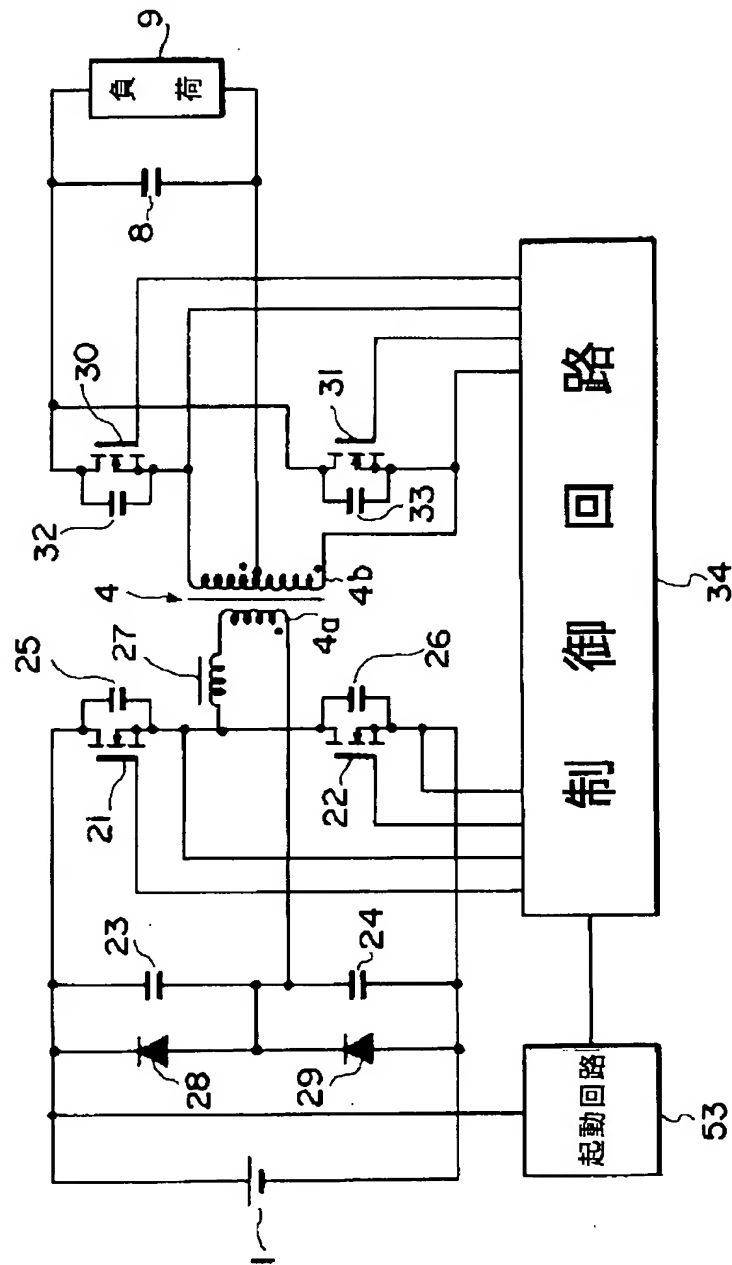
【図4】



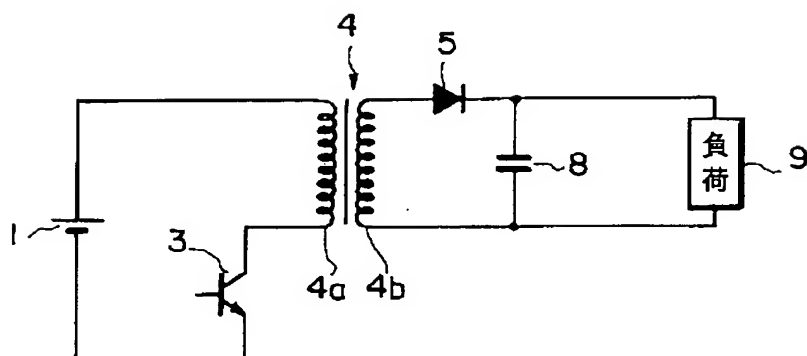
【図6】



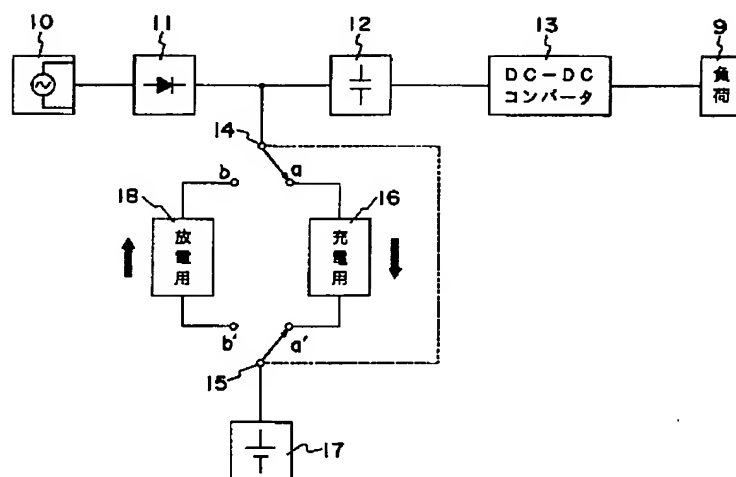
【図5】



【図7】



【図8】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**